



PATENT ABSTRACTS OF JAPAN

(11) Publication number: **11274976 A**

(43) Date of publication of application: 08 . 10 . 99

(51) Int. Cl.

H04B 1/707

H01Q 3/26

H04Q 7/36

(21) Application number: **10069954**

(71) Applicant: **FUJITSU LTD**

(22) Date of filing: 19 . 03 . 98

(72) Inventor: **KOBAYAKAWA SHIYUUJI**
TANAKA YOSHIKI
TSUTSUI MASABUMI
SEKI HIROYUKI

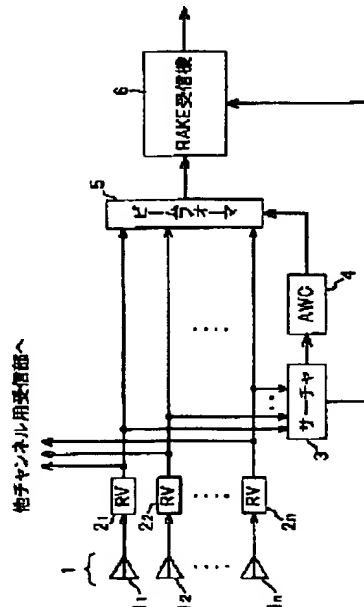
(54) ARRAY ANTENNA SYSTEM FOR RADIO BASE STATION

COPYRIGHT: (C)1999,JPO

(57) Abstract:

PROBLEM TO BE SOLVED: To provide an adaptive array antenna system where revision of existing devices such as a rake receiver is little.

SOLUTION: Amplitude and phase rotation control is applied to signals received by plural antenna elements of an array antenna 1 for synthesizing the signals and a synthesis signal is inversely spread in the array antenna system for a radio base station for CDMA mobile communication. A matched filter of a searcher 3 applies correlation arithmetic operation to output signals from antenna elements 1_1 to 1_n to apply arithmetic operation to a correlation signal, in correlation with a signal sent from a target mobile station, an adaptive weight arithmetic section 4 uses the correlation signal of each antenna element to calculate an adaptive weight to make the phase of each correlation signal in phase, a beam former 5 applies the adaptive weight to the output signal of the corresponding antenna element to synthesize each signal and the synthesized signal obtained for each of multi-paths is given to a rake receiver 6, which identifies data.



(19)日本国特許庁 (J P)

(12) 公 開 特 許 公 報 (A)

(11)特許出願公開番号

特開平11-274976

(43)公開日 平成11年(1999)10月8日

(51)Int.Cl.⁸

識別記号

F I

H 0 4 B 1/707

H 0 4 J 13/00

D

H 0 1 Q 3/26

H 0 1 Q 3/26

Z

H 0 4 Q 7/36

H 0 4 B 7/26

1 0 5 A

審査請求 未請求 請求項の数9 O L (全 14 頁)

(21)出願番号

特願平10-69954

(22)出願日

平成10年(1998)3月19日

(71)出願人 000005223

富士通株式会社

神奈川県川崎市中原区上小田中4丁目1番
1号

(72)発明者 小早川 周磁

神奈川県川崎市中原区上小田中4丁目1番
1号 富士通株式会社内

(72)発明者 田中 良紀

神奈川県川崎市中原区上小田中4丁目1番
1号 富士通株式会社内

(74)代理人 弁理士 斉藤 千幹

最終頁に続く

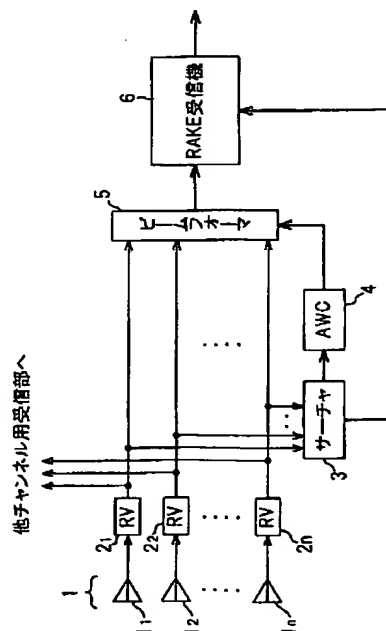
(54)【発明の名称】 無線基地局のアレーアンテナシステム

(57)【要約】

【課題】 レーク受信機など既存装置の変更が少ないアダプティブアレーアンテナシステムを提供する。

【解決手段】 アレーアンテナ1の複数のアンテナ素子で受信した信号に振幅、位相回転制御を施して合成し、合成信号を逆拡散するCDMA移動通信における無線基地局のアレーアンテナシステムであり、サーチャ3のマッチトフィルタにおいてアンテナ素子 $1_1 \sim 1_n$ の出力信号に相関演算を施して着目移動局から送信される信号に相関する相関信号を演算し、アダプティブウェイト演算部4において各アンテナ素子の相関信号を用いて、該各相関信号を同相化するためのアダプティブウェイトを演算し、ビームフォーマ5でアダプティブウェイトを対応するアンテナ素子の出力信号に作用させて合成し、合成信号をマルチパスのパス毎に求めてレーク受信機6に入力してデータを識別する。

本発明の概略説明図



【特許請求の範囲】

【請求項 1】 アレーアンテナの複数のアンテナ素子で受信した信号に所定の振幅ウェイトおよび位相回転を施して合成し、合成信号を逆拡散する CDMA 移動通信における無線基地局のアレーアンテナシステムにおいて、アンテナ素子毎に出力信号に相関演算を施して着目移動局から送信される信号と相関する相関信号を演算する手段、各アンテナ素子の相関信号を用いて、該各相関信号を同相化するためのアダプティブウェイトを演算する演算部、各アンテナ素子毎に演算されたアダプティブウェイトを対応するアンテナ素子の出力信号に作用させて合成する手段、合成信号を逆拡散する逆拡散手段を備えたことを特徴とするアレーアンテナシステム。

【請求項 2】 アレーアンテナの各アンテナ素子で受信した信号に所定の振幅ウェイトおよび位相回転を施して合成し、合成信号を逆拡散する CDMA 移動通信における無線基地局のアレーアンテナシステムにおいて、着目移動局からアレーアンテナまでのマルチパスのそれぞれのパスを介して到来する信号毎に、各アンテナ素子の出力信号に相関演算を施して該着目移動局から到来する信号と相関する相関信号を演算する手段、着目移動局からアレーアンテナまでのマルチパスのそれぞれのパスを介して到来する信号毎に、前記各相関信号を用いて相関信号を同相化するためのアダプティブウェイトを演算する演算部、移動局からアレーアンテナまでのマルチパスのそれぞれのパスに対して設けられ、パス毎に、かつ、アンテナ素子毎に演算されたアダプティブウェイトを対応するアンテナ素子の出力信号に作用させて合成する手段、前記各合成手段から出力する信号に逆拡散を施す逆拡散手段と各逆拡散手段から出力する信号を遅延時間調整して合成する合成部とを有するレーク受信機、を備えたことを特徴とするアレーアンテナシステム。

【請求項 3】 アレーアンテナシステムは更にアンテナ素子の出力信号を直交復調して I 成分、Q 成分信号を出力する復調部を備え、前記相関信号演算部は該 I 成分、Q 成分信号それぞれに相関演算を施し、得られた I 成分、Q 成分の相関信号を用いて振幅、位相特性を有する相関信号を出力し、アダプティブウェイト演算部は、第 m 番目のアンテナ素子の相関信号の位相を反転した信号に全てのアンテナ素子の相関信号をそれぞれ乗算し、各乗算結果の位相を反転した信号を各アンテナ素子対応のアダプティブウェイトとして出力することにより、全相関信号の位相を第 m 番目のアンテナ素子の相関信号の位相に同相化することを特徴とする請求項 2 記載のアレーアンテナシステム。

【請求項 4】 アレーアンテナシステムは更にアンテナ

素子の出力信号を直交復調して I 成分、Q 成分信号を出力する復調部を備え、

前記相関信号演算部は該 I 成分、Q 成分信号それぞれに相関演算を施し、得られた I 成分、Q 成分の相関信号を用いて振幅、位相特性を有する相関信号を出力し、アダプティブウェイト演算部は、第 m 番目のアンテナ素子の相関信号の位相を反転した信号に全てのアンテナ素子の相関信号をそれぞれ乗算し、各乗算結果を用いて方向拘束ベクトル C を設定し、かつ、各アンテナ素子の相関信号を用いて共分散行列 R を生成し、

方向拘束ベクトル C 及び共分散行列 R を用いて各アンテナ素子対応のアダプティブウェイトを演算して出力することにより、全相関信号の位相を第 m 番目のアンテナ素子の相関信号の位相に同相化すると共に、干渉波受信電力を小にすることを特徴とする請求項 2 記載のアレーアンテナシステム。

【請求項 5】 電力レベルが最大の相関信号に応じたアンテナ素子を前記第 m 番目のアンテナ素子とすることを特徴とする請求項 3 又は請求項 4 記載のアレーアンテナシステム。

【請求項 6】 前記 I 成分、Q 成分の相関信号の所定時間当たりの平均値を求め、該平均値を用いてアダプティブウェイトを演算することを特徴とする請求項 3 又は請求項 4 記載のアレーアンテナシステム。

【請求項 7】 各アンテナ素子の出力信号より得られる相関信号のうち、受信レベルが高い順に 2 個づつ組にし、各組の 2 つの相関信号の位相差に受信レベルに応じた重み付けを施して平均化することにより隣接アンテナ素子の相関信号の位相差を演算し、該位相差を用いてアダプティブウェイトを算出することを特徴とする請求項 2 記載のアレーアンテナシステム。

【請求項 8】 前記アレーアンテナシステムは、アレーアンテナと相関信号演算部の間に設けられてビームフォーミングを行うビームフォーマット、相関信号演算部とアダプティブウェイト演算部の間に設けられ、ビームフォーミング演算と逆の演算を行う逆変換回路を備えたことを特徴とする請求項 2 記載のアレーアンテナシステム。

【請求項 9】 トラヒックに応じてビームフォーミングする経路とビームフォーミングしない経路を選択する選択部を備えたことを特徴とする請求項 8 記載のアレーアンテナシステム。

【発明の詳細な説明】

【0001】

【発明の属する技術分野】 本発明は無線基地局のアレーアンテナシステムにかかわり、特に、DS-CDMA 移動通信システムの無線基地局に複数のアンテナ素子を有するアレーアンテナを設け、受信した信号をデジタル信号に変換し、演算で該受信信号に任意の振幅ウェイト、および位相回転を与えて合成することにより所望のビームパタ

ンを形成するアダプティブアレーアンテナシステムなどのアレーアンテナシステムに関する。

【0002】

【従来の技術】ワイヤレスマルチメディア通信を実現する次世代の移動通信システムとして、DS-CDMA(Direct Sequence Code Division Multiple Access:直接拡散符号分割多元接続)技術を用いたデジタルセルラー無線通信システムの開発が進められている。かかるCDMA通信において、複数のチャネルあるいはユーザの伝送情報は拡散符号により多重され、無線回線などの伝送路を通じて伝送される。無線通信では、電波が送信機から通路長の異なるいくつかの経路(多重経路:マルチパス)を通過して受信機に到って合成される。しかし、合成はコヒーレントに加算されず、このためフェージングが発生する。かかるフェージング対策として種々のダイバーシティが提案されているが、その1つにレーク受信方式がある。レーク受信方式は、マルチパスの各々を通過してきた信号を識別し、信頼度の重み付けを行って合成(最大比合成)して特性の改善を図る方式である。CDMA通信においてかかるレーク受信方式を採用した受信機はレーク受信機(RAKE受信機)として従来より提案されている。図16は従来のレーク受信機の構成図及び遅延プロファイルの説明図である。

【0003】図16(a)において、1はサーチャ、2₁~2₃はマルチパスの各パスに応じて設けられたフィンガー部、3はレーク受信機のアンテナ、4は各フィンガー部の出力を合成するレーク合成部、5は合成部出力に基づいて受信データの"1","0"を判定する判定部である。図16(b)に示すように送信機より送られてくる信号の受信機における受信レベルはマルチパスに応じて変化し、かつ、受信機への到達時刻も異なる。サーチャ1は、(1)アンテナ受信レベルのプロファイル(レベルの時間推移特性)を測定し、(2)該プロファイルを参照してしきい値より大きなマルチパス信号MP₁、MP₂、MP₃よりマルチパスを検出し、(3)これらマルチパスの各パスの発生時刻t₁、t₂、t₃あるいは基準時刻からの遅延時間を識別し、(4)各パスに応じたフィンガー部2₁、2₂、2₃に逆拡散開始のタイミング及び遅延時間調整データを入力する。

【0004】サーチャ1において、1aはマッチトフィルタ(整合フィルタ)であり、受信信号に含まれる所望波信号の自己相関を出力するものである。図16(a)は基地局の1チャネル分の構成であり、アンテナ3の受信出力には他チャネル成分も含まれている。整合フィルタ1aは自チャネルの拡散符号を用いてアンテナ受信信号より自チャネルの信号成分を抽出して出力する。すなわち、整合フィルタ1aはマルチパスの影響を受けた直接拡散信号(DS信号)が入力すると、到来時間と信号強度に応じた複数のピークを持つパルス列を出力し、ローパスフィルタ1bを通してRAM1cに記憶する。パ

ス検出部1dはRAMに記憶されたプロファイル(図16(b))を参照してマルチパスを構成する各パス及び遅延時間を検出し、各パスに応じたフィンガー部2₁、2₂、2₃に逆拡散開始のタイミング(チップ同期タイミング)を示すスタート信号及び遅延時間調整データを入力する。

【0005】各パスに応じたフィンガー部2₁、2₂、2₃は同一構成になっており、自チャネルに割り当てた拡散コードを発生する拡散コード発生部2a、アンテナ受信信号に拡散コードを乗算して逆拡散する乗算器2b、ダンプ積分を行うダンプ積分器2c、逆拡散された信号にパスに応じた遅延時間調整を施す遅延時間調整部2d、チャネル推定のための演算を行う演算部2e、該演算部入力とその出力の複素共役とを乗算してチャネル推定して自チャネルに応じた所望信号波成分を出力する乗算部2fで構成されている。複素共役とは複素数の虚数部の符号を反転したもので、複素数をI+jQとするとI-jQである。

【0006】図17はチャネル推定演算説明図であり、3'は移動局の送信アンテナ、3は基地局のアンテナ、2eはフィンガー部のチャネル推定のための演算をおこなう演算部、2fは乗算部、2f'は複素共役を出力する複素共役演算部である。送信アンテナ3'から基地局宛てに送信される信号をs、無線伝送路の影響をξ、基地局アンテナ3の受信出力をrとすると、演算部2eは、入力信号rと希望信号sの複素共役s*との積rs*を出力する。従って、その出力は、

$$rs^* = s \xi s^* = \xi |s|^2 \propto \xi$$

となり、複素共役演算部2f'の出力は振幅変動がないものとすればξとなり、乗算部2fの出力は

$$r\xi^* = s \xi \xi^* = s | \xi |^2 \propto s$$

となる。すなわち、振幅変動がないものとすれば、乗算部2fから自分に送信された信号sが得られる。従って、図16(a)の演算部2e及び乗算部2fは自チャネルの信号成分を推定して出力する。以上より各マルチパスに応じたフィンガー部2₁~2₃は対応するマルチパス信号MP₁~MP₃にチャネルに割り当てられた拡散符号を乗算して逆拡散し、逆拡散して得られた信号をパス遅延時間分だけ遅延調整してタイミングを一致させて同時に出力する。レーク合成部4は各フィンガー部出力を最大比合成し、判定部5は合成部出力に基づいて受信データを判定する。

【0007】ところで、DS-CDMA技術による通信システムの基地局アンテナには現在セクタアンテナが用いられている。セクターアンテナとは、360°の全周を複数のセクターに分割したとき各セクターを担当するアンテナであり、セクター内では無指向性である。このため、他ユーザの干渉を受けやすい。かかる他ユーザからの干渉はチャネル容量の低下や伝送品質を劣化させる主要因となっている。そこで、この干渉を低減して伝送品質

を向上する技術としてアダプティブアレーアンテナ (AA: Adaptive Array Antenna) システムの研究、開発が行なわれている。AAAシステムを適用すれば、セクター内をマルチビーム化でき、しかも等価的にビームパターンをシャープにすることによる利得向上と、エリア内の干渉を低減する働きによって、1つのセルに収容できるユーザの数、あるいは通信品質を改善することができる。

【0008】AAAシステムをDS-CDMA移動通信システムの無線基地局に適用する従来例として例えば文献 TECHNICAL REPORT OF IEICE, RCS96-102 (1996-11) 「DS-CDMAにおける判定帰還型コヒートレント適応ダイバーシチの特性」に示す方法がある。この従来方法では拡散利得で信号の精度を向上させるために、各アンテナの逆拡散後の信号を合成してからレーク受信して判定し、それをフィードバックして元の信号と演算を行い、アダプティブウェイトを計算している。しかし、かかる従来方法では、DS-CDMA移動通信システムの基本装置であるレーク受信機を含めてすべてアダプティブアレーアンテナ用に変更しなければならず、通常のDS-CDMA移動通信システム無線基地局の装置、特にレーク受信機を流用することが難しい。このため、従来方法ではAAAシステムの円滑な導入ができない状況にある。

【0009】

【発明が解決しようとする課題】以上より、DS-CDMA移動通信システムの無線基地局の性能を向上する為の従来のAAAシステムは、基地局装置の殆ど全てをAAA用のものと交換しなければならず、無線基地局装置のコスト面に与えるインパクトが非常に大きいため、AAA導入の障害となっている。本発明は、上記従来の問題点を鑑み発明されたものであり、通常のDS-CDMA移動通信システムの無線基地局にAAAシステムを導入する場合においても、フロントエンド的にAAAシステムを導入できる構成とすることで、既存装置の変更を極力少なくすることにより、AAAシステムの導入をスムーズに行なえるようにすることを目的とする。又、本発明の別の目的は、フィードフォワード的にアダプティブウェイトを決定して従来のレーク受信機に変更を加えることなくAAAシステムで使えるようにすることである。本発明の別の目的は、アレーアンテナの各アンテナ素子で受信した信号を同相化して到来角の方向に適応的にビームを向けるようにしたアレーアンテナシステムを提供することである。本発明の別の目的は、制御精度向上、利得向上、エリア内の干渉低減を可能にし、1つのセルに収容できるユーザの数、通信品質を改善することである。

【0010】

【課題を解決するための手段】上記課題は第1の発明によれば、(1) アンテナ素子毎にその出力信号に相関演算を施して着目移動局から送信される信号と相関する相関信号を演算する手段、(2) 各アンテナ素子の相関信号を用いて、該各相関信号を同相化するためのアダプティブ

ウェイトを演算する手段、(3) 各アンテナ素子毎に演算されたアダプティブウェイトを対応するアンテナ素子の出力信号に作用させて合成する手段、(4) 合成信号を逆拡散してデータの識別を行う手段を有するアレーアンテナシステムにより達成される。すなわち、かかるアレーアンテナシステムによれば、既存システムの変更を極力少なくでき、基地局におけるAAAシステムへの移行をスムーズに行なえる。

【0011】又、上記課題は第2の発明によれば、(1) 着目移動局からアレーアンテナまでのマルチパスのそれぞれのパスを介して到来する信号毎に、各アンテナ素子の出力信号に相関演算を施して該着目移動局から到来する信号と相関する相関信号を演算する手段、(2) 着目移動局からアレーアンテナまでのマルチパスのそれぞれのパスを介して到来する信号毎に、前記各相関信号を用いて相関信号を同相化するためのアダプティブウェイトを演算する演算部、(3) 移動局からアレーアンテナまでのマルチパスのそれぞれのパスに対して設けられ、パス毎に、かつ、アンテナ素子毎に演算されたアダプティブウェイトを対応するアンテナ素子の出力信号に作用させて合成する手段、(4) 前記各合成手段から出力する信号に逆拡散を施す逆拡散手段と各逆拡散手段から出力する信号を遅延時間調整して合成する合成部とを有するレーク受信機、を備えたアレーアンテナシステムにより達成される。かかるアレーアンテナシステムによれば、受信データの判定結果をフィードバックして使用する必要がなく、フィードフォワード的にアダプティブウェイトを決定してレーク受信機に入力でき、従って、レーク受信機に何らの変更を加えることなくAAAシステムを構築できる。このため、従来のレーク受信機をそのまま使用でき、基地局におけるAAAシステムへの移行をスムーズに行なえる。

【0012】又、アダプティブウェイト演算手段は、全アンテナ素子の相関信号の位相を所定のアンテナ素子の相関信号の位相に同相化するようにアダプティブウェイトを決定するから、到来角の方向に適応的にビームを向けるようにでき、この結果、利得向上、エリア内の干渉低減を可能にし、1つのセルに収容できるユーザの数、通信品質を改善することができる。この場合、電力レベルが最大の相関信号の位相に同相化すれば、最も強い信号、すなわち信頼度の高いアンテナに位相を揃えることになり、AAAシステムのビーム制御の精度を向上できる。又、アダプティブウェイト演算手段は、方向拘束ベクトルC及び共分散行列Rを用いて各アンテナ素子対応のアダプティブウェイトを演算して出力するから、全相関信号の位相を同相化することができ、しかも、干渉波受信電力を小にできる。又、相関信号の所定時間当たりの平均値を用いてアダプティブウェイトを演算することによりAAAシステムによる制御精度を向上できる。又、各アンテナ素子の出力信号より得られる相関信号のう

ち、受信レベルが高い順に2個ずつ組にし、各組の相関信号の位相差に受信レベルに応じた重み付けを施して平均化することにより隣接アンテナ素子の相関信号の位相差を演算し、該位相差を用いてアダプティブウェイトを算出する。このようにすれば、AAAシステムの制御精度を向上できる。又、各アンテナ素子の相関信号を演算する前にビームフォーミングを施してビームを狭めることにより干渉を軽減し、得られた相関信号にビームフォーミングと逆の処理を施して戻すことにより、トラヒックが増大してもAAAシステムの制御精度を向上できる。

【0013】

【発明の実施の形態】 (A) 本発明の概略

図1は、本発明の基地局の概略説明図である。図中、1は受信用のアレーアンテナであり、 n 個のアンテナ素子 $1_1 \sim 1_n$ を有している。 $2_1 \sim 2_n$ は受信回路(RV)であり、それぞれ高周波増幅器、周波数変換器、直交復調器、AD変換器などを備え、(1)アンテナ出力であるRF信号をIF帯に周波数変換し、(2)ついで、直交復調器で準同期検波を行ってI、Q信号に分離し、(3)復調されたI、Q信号をデジタルにA/D変換して出力する。尚、A/D変換を行う位置は直交復調器の前など特にこの位置に限定されるものではない。又、アレーアンテナ1及び各受信回路 $2_1 \sim 2_n$ は全チャネル共通に設けられている。3はサーチャ部でチップ同期タイミングおよびレーク合成パス選択を行なう機能を持つと同時に、アダプティブウェイト算出用に相関信号を用いたベクトル、行列の演算、設定を行なう。4はサーチャ部3で得られる相関信号によるベクトル、行列等からアダプティブウェイトを計算するアダプティブウェイト演算部(AWC)、5はアダプティブウェイト演算部4で得られたウェイトおよび位相回転を逆拡散前の選択されたパスの信号に掛けて合成するビームフォーマ、6は通常のDS-C*

$$X_{1i}(t) = I_{1i} + jQ_{1i} = a_{1i}(t) \exp[j(\alpha_i(t))]$$

$$X_{2i}(t) = I_{2i} + jQ_{2i} = a_{2i}(t) \exp[j(\alpha_i(t) + \Delta\theta_i)]$$

.....

$$X_{ni}(t) = I_{ni} + jQ_{ni} = a_{ni}(t) \exp[j(\alpha_i(t) + (n-1)\Delta\theta_i)]$$

ただし、

t : 任意パスが観測される時刻、

$a_{ni}(t)$: n 番目のアンテナが i 番目のユーザから受信した信号の相関信号の振幅($i=1, 2, \dots, k$)、

$\alpha_i(t)$: 基準とする1番目のアンテナが i 番目のユーザから受信した信号の相関信号の位相($i=1, 2, \dots, k$)、
 $\Delta\theta_i$: $X_{1i}(t)$ を基準としたとき、アンテナ配置と i 番目ユーザからの到来波角度により決まる位相回転である。

【0016】相関信号として(1)式が求まる理由は以下のとおりである。図2(a)の ξ 、 ϕ 方向より第 i ユーザの電波が到来するものとする、波面WSから各アンテナ素子 $1_1 \sim 1_n$ までの距離は $0, \delta, 2\delta, \dots, (n-1)\delta$ となる。ただし、 d をアンテナ素子間隔、 λ を波長とすれば、 δ は

*DMAのレーク受信機(RAKE受信機)である。サーチャ部3、アダプティブウェイト演算部4、ビームフォーマ5、レーク受信機6はチャネル毎に設けられている。

【0014】サーチャ部3は、(1)チップ同期タイミングや遅延時間調整データをマッチトフィルタ(MF)等で相関演算によりサーチすると共に、(2)各アンテナ素子が受信した信号から相関信号を求め、(3)該相関信号を用いてアンテナの適応制御を行なうに必要なベクトル、行列を演算してアダプティブウェイト演算部4に入力する。アダプティブウェイト演算部4はベクトル、行列等からアダプティブウェイトを計算し、ビームフォーマ5は逆拡散前の選択されたパスの信号に算出されたウェイトにより振幅制御及び位相回転制御を施し、合成してレーク受信機6に入力する。以上により、相関信号から各ユーザ信号のパス到来方向を推定し、その情報から推定した方向にアンテナビームを向けるよう、各アンテナで受信した信号に任意時間(例えば数シンボル)ごとにウェイトを掛け合わせてユーザを追尾する。

【0015】かかる図1の構成によれば、フィードバック制御でウェイトを計算することが可能となる。換言すれば、図1のフロントエンド型AAAシステムをDS-CDMA基地局に組み込むことにより、基本部分の構成であるレーク受信機6に何らの変更を必要とせず従前のものをそのまま流用して実現することができる。例として、セクタ化したセルの1つのセクタに注目し、そのエリアにいるユーザ数を k 、セクタアレーアンテナのアンテナ素子数を n とすると、図1に示す受信機のサーチャ部3で観測されるユーザ i からの任意のパス(マルチパス)における受信信号の相関信号 $X_{1i}(t)$ 、 $X_{2i}(t)$ 、 \dots 、 $X_{ni}(t)$ は図2のようなニアアンテナを想定すると次のようになる。

$$\delta = (2\pi/\lambda) \cdot d \cdot \sin\phi$$

である。従って、アンテナ素子 1_1 に電波が到着してから他のアンテナ素子 $1_2 \sim 1_n$ に電波が到着するまでには距離 $\delta \sim (n-1)\delta$ に相当する時間を必要とする。電波はXY平面に ξ 傾いているから1番目のアンテナ素子と2番目のアンテナ素子とでは

$$\Delta\theta_i = (2\pi/\lambda) \cdot d \cdot \sin\phi \cdot \sin\xi$$

に相当する位相差が生じ、3番目のアンテナ素子とでは $2\Delta\theta_i$ の位相差が生じ、 n 番目のアンテナ素子とでは $(n-1)\Delta\theta_i$ の位相差が生じる。この結果、各アンテナ素子の受信信号より求まる相関信号 $X_{1i}(t)$ 、 $X_{2i}(t)$ 、 \dots 、 $X_{ni}(t)$ は1番目のアンテナ素子 1_1 を基準にすると(1)式に示すようになる。本発明では、各ユーザ(チャネル)のサーチャ部3の出力に基づいて、各ユーザ各パ

スごとにレーク受信機6に入力する逆拡散前の信号に適応制御を行ない、フィードフォワード型AAAシステムを構築する。

【0017】(B) 実施例

(a) 全体の構成

図3は本発明のアレーアンテナシステムの一実施例構成図であり、1ユーザ（すなわち、1チャネル）分のみ示している。又、図1で示したものと同一のものは同一の記号で示してある。1は受信用のアレーアンテナであり、n個のアンテナ素子 $1_1 \sim 1_n$ を有している。2₁～2_nは受信回路（RV）であり、それぞれ高周波増幅器、周波数変換器、直交復調器、AD変換器などを備えている。これらアレーアンテナ1及び各受信回路2₁～2_nは全チャネル共通に設けられている。3はサーチャ部で、(1)チップ同期タイミング制御およびレーク合成パスの選択制御機能、(2)アダプティブウェイト算出用のベクトル、行列を相関信号を用いて時分割的に算出する機能を有している。サーチャ部3における前者の機能は図16で説明したように周知の機能である。従って、以下では説明を簡略化するためにこの機能を実現する詳細な構成は図示しない。ただし、この機能は後述するようにパス選択部32により実行される。

【0018】4はアダプティブウェイト演算部（AWC）であり、サーチャ部3より設定されるマルチパスのパス毎のベクトル、行列等を用いて時分割的に各パスのアダプティブウェイト $W_{i1}, W_{i2}, \dots, W_{in}$ （ $i=1, 2, \dots, K$, K はマルチパスのパス数）を計算する。5₁～5_Kはマルチパスの各パス毎に設けられたビームフォーマであり、それぞれ、逆拡散前のアンテナ素子 $1_1 \sim 1_n$ の出力信号にアダプティブウェイト演算部4で計算したアダプティブ

$$Y_{n_i}(t) = X_{n_i}(t) \cdot X^* l_i(t) = a_{l_i}(t) \cdot a_{n_i}(t) \exp [j \{ (n-1) \Delta \theta_i \}] \cdots (2)$$

を計算すると、上式 $Y_{n_i}(t)$ の位相項は1番目のアンテナ素子とn番目のアンテナ素子の受信信号間の位相差あるいは相関信号間の位相差である。ただし、 $Y_{n_i}(t)$ の位相項 $\Delta \theta_i$ はユーザiの到来波方向から計算されるリニアアレーアンテナの配置による位相回転である。すなわち図2のように座標をとると、

$$Y_{n_i}(t) = a_{l_i}(t) \cdot a_{n_i}(t) \exp [-j \{ (n-1) \Delta \theta_i \}] \cdots (4)$$

となる。この(4)式に(1)式の $X_{n_i}(t)$ を乗算すると、

$$X_{n_i}(t) \cdot Y_{n_i}(t) = a_{l_i}(t) \cdot a_{n_i}(t)^2 \exp [j \{ \alpha_i(t) \}] \cdots (5)$$

となる。

【0021】この(5)式の信号は1番目のアンテナ素子の相関信号 $X_{l1}(t)$ と位相が一致する。以上より、(2)式における $X_{n_i}(t)$ を順次 $X_{2_i}(t)$, $X_{3_i}(t)$, \dots , $X_{n-1_i}(t)$, $X_{n_i}(t)$ とすることにより、(4), (5)式により全アンテナ素子の出力を同相にできる。すなわち、(4)式より求める $Y^* l_1(t)$, $Y^* l_2(t)$, $Y^* l_3(t)$, \dots , $Y^* l_n(t)$ をそれぞれアダプティブウェイト

$$W_{i1}, W_{i2}, W_{i3}, \dots, W_{in}$$

とすれば全アンテナ素子の出力を同相にできる。

* ウェイト $W_{i1}, W_{i2}, \dots, W_{in}$ （ $i=1, 2, \dots, K$ ）を掛け合わせる
n個の乗算器 $MP_1 \sim MP_n$ 、及び乗算器出力を加算する加算器ADを有している。6は通常のDS-CDMAのレーク受信機（RAKE受信機）であり、図16(a)に示す構成を有しており、6₁～6_Kはフィンガー部、7は各フィンガー部出力を最大比合成するレーク合成部、8はデータ判定部である。フィンガー部6₁～6_Kは図示しないが、
(1) ビームフォーマ5₁～5_Kから入力する信号に拡散コードを乗算して逆拡散する逆拡散部、(2) パスに応じた遅延時間の調整を行う遅延時間調整部、(3) チャネル推定演算を行うチャネル推定部などを備えている。

【0019】(b) サーチャ部

サーチャ部3において、3₁～3_{1n}はマッチトフィルタ（MF）であり、それぞれアンテナ素子 $1_1 \sim 1_n$ の受信回路2₁～2_nから出力されるI, Qデータを用いて(1)式で示す相関信号 $X_{l1}(t)$, $X_{2i}(t)$, \dots , $X_{ni}(t)$ を抽出するものである。3₂はパス選択部であり、(1)レーク受信のためのチップ同期タイミング抽出およびレーク合成パスの選択機能、(2) 演算部33のための相関信号 $X_{l1}(t)$, $X_{2i}(t)$, \dots , $X_{ni}(t)$ のうち最大電力の相関信号を検出する機能、(3) 演算開始タイミングを与える機能などを有している。3₃はアダプティブウェイト算出の為にベクトルや行列を演算し、演算結果をアダプティブウェイト演算部4に入力するものである。演算部3₃はアダプティブウェイト演算部4から分離して示しているが両者をまとめてアダプティブウェイト演算部とすることができる。

【0020】(c) 同相化するための適応制御

(1)式の相関信号を用いて、次式

$$\Delta \theta_i = (2\pi/\lambda) \cdot d \cdot \sin \phi_i \cdot \sin \xi_i \quad (3)$$

である。ただし、d : アンテナ素子間隔

ϕ_i : i 番目ユーザの水平方向到来角

ξ_i : i 番目ユーザの垂直方向到来角

ここで、(2)式の $Y_{n_i}(t)$ の複素共役 $Y_{n_i}^*(t)$ を計算する

と、

【0022】以上より、演算部33はマルチパスの最初のパスのタイミングで(2)式より

$$Y_{l1}(t), Y_{2i}(t), Y_{3i}(t), \dots, Y_{ni}(t)$$

を求めて、アダプティブウェイト演算部4に入力する。

アダプティブウェイト演算部4はこれら入力された $Y_{l1}(t)$, $Y_{2i}(t)$, $Y_{3i}(t)$, \dots , $Y_{ni}(t)$ の複素共役

$$Y^* l_1(t), Y^* l_2(t), Y^* l_3(t), \dots, Y^* l_n(t)$$

を求め、それぞれアダプティブウェイト

$$W_{i1}, W_{i2}, W_{i3}, \dots, W_{in}$$

としてビームフォーマ5₁に入力する。ビームフォーマ

11

5_iは逆拡散前のアンテナ素子 1₁～1_nの出力信号(第 1 番目のマルチパス信号)にそれぞれアダプティブウェイト

$W_{11}, W_{12}, W_{13}, \dots, W_{1n}$

を乗算し、乗算結果を合成してレーク受信機 6 の第 1 番目のフィンガー部 6₁に inputs する。

【0023】以後、同様に、演算部 3 3 はマルチパスの第 2、第 3・・・第 K パスのタイミングで順次(2)式より

$Y1_i(t), Y2_i(t), Y3_i(t), \dots, Yn_i(t)$

を求め、アダプティブウェイト演算部 4 はアダプティブウェイト

$W_{11}, W_{12}, W_{13}, \dots, W_{1n}$

($i=2\sim K$)を演算してビームフォーマ 5₂～5_Kに inputs し、ビームフォーマ 5₂～5_Kは逆拡散前のアンテナ素子 1₁～1_nの出力信号(第 2～第 K 番目のマルチパス信号)にそれぞれアダプティブウェイト

$W_{11}, W_{12}, W_{13}, \dots, W_{1n}$

($i=2\sim K$)を乗算し、乗算結果を合成してレーク受信機 6 の第 2～第 K 番目のフィンガー部 6₂～6_Kに inputs する。各フィンガー部 6₁～6_Kは inputs 信号に逆拡散処理を施すと共にマルチパスの各パスに応じた遅延時間調整を施して同一のタイミングで出力し、レーク合成部 7 は各フィンガー部出力を合成し、データ判定部 8 は合成信号に基づいて受信データの識別を行う。

【0024】以上のようにすれば、全アンテナ素子の出力を同相にでき、到来角の方向に適応的にビームを向けることができる。又、図 3 に示す A-A' をインターフェイスとすれば、標準の構成はもちろん、AAA システムの構成においても対応でき、各フィンガー回路には AAA 処理後の信号が inputs され、後の処理は通常のレーク受信機と同じ流れとなり、標準装置のレーク受信機を流用することができる。このインタフェース条件 A-A' に限らず種々考えられ、図 4、図 5、図 6 にその例を示す。図 4 はレーク受信機 6 への信号線を減らすインタフェース B-B' を有する変形例であり、デジタルのビームフォーマ 5₁～5_Kから出力する各パスの信号を合成器 S A D で合成して 1 つの信号線 T L でレーク受信機 6 に送る構成を有している。

【0025】図 5 はレーク受信機 6 への信号線を減らすインタフェース C-C' を有する別の変形例である。図 5 では、ビームフォーマをアナログ構成とし、該ビームフォーマ 5₁'～5_K'から出力する各パスのアナログ信号を合成器 S A D で合成し、しかる後、A D コンバータ A D C でデジタルに変換して 1 つの信号線 T L でレーク受信機 6 に送る構成を有している。ウェイト計算はデジタルで行い、求めたウェイトを D A コンバータ D A C でアナログ信号に変換してアナログビームフォーマ 5₁'～5_K'に inputs する。又、受信回路 2₁～2_nは直交検波出力をアナログのままビームフォーマ 5₁'～5_K'に入

12

力すると共に、該直交検波出力を A D 変換してサーチャ 3 に inputs する。図 6 はレーク受信機 6 への信号線数を減らさないインタフェース D-D' を有する変形例である。図 6 の変形例ではアナログのビームフォーマ 5₁'～5_K'から出力する各パスのアナログ信号を合成せず、それぞれ A D コンバータ A D C₁～A D C_Kで A D 変換してレーク受信機 6 に送る構成を有している。以上では、全アンテナ素子の出力を 1 番目のアンテナ出力と同相にしたが、最も強い信号、すなわち信頼度の高いアンテナ出力に位相を揃えるようにする。このようにすれば、アダプティブアレーアンテナのビーム制御の精度が向上する。

【0026】(d) 同相化処理フロー

図 7 は以上の同相化制御におけるサーチャ部及びアダプティブウェイト演算部の処理フローである。マッチトフィルタ 3 1₁～3 1_nは、第 i ユーザから受信した各アンテナ素子 1₁～1_nの出力信号より相関信号 I_{mi} , Q_{mi} ($m=1\sim n$)を算出し(ステップ 1 0 1)、ついで、(1)式の相関信号を求める(ステップ 1 0 2)。パス選択部 3 2 は電力最大の相関信号をサーチし演算部 3 3 に通知する(ステップ 1 0 3)。尚、第 1 番目のアンテナの相関信号が最大であるとする。又、パス選択部 3 2 はマルチパスの各パスの遅延時間に応じて演算開始タイミングを演算部 3 3 に指示する。

【0027】演算部 3 3 は演算開始指示によりマルチパスの最初のパスのタイミングで(2)式より

$Y1_i(t), Y2_i(t), Y3_i(t), \dots, Yn_i(t)$

を求めて、アダプティブウェイト演算部 4 に inputs する(ステップ 1 0 4, 1 0 5)。アダプティブウェイト演算部 4 はこれら inputs された $Y1_i(t), Y2_i(t), Y3_i(t), \dots, Yn_i(t)$ の複素共役

$Y^*1_i(t), Y^*2_i(t), Y^*3_i(t), \dots, Y^*n_i(t)$

を求め、それぞれをアダプティブウェイト

$W_{11}, W_{12}, W_{13}, \dots, W_{1n}$

としてビームフォーマ 5₁に inputs する(ステップ 1 0 6)。以後、次のマルチパス信号に対してサーチャ部 3、アダプティブウェイト演算部 4 は上記処理を繰り返す。

【0028】(e) 振幅制御を伴う同相化のための適応制御

以上の制御によりアレーアンテナのビームをユーザ信号のパス到来方向に向けることができ、利得向上と、エリア内の干渉を低減できる。しかし、図 8 (a) に示すように他のビームが干渉波を受信してしまう場合など、干渉波を更に改善する余地がある。そこで、図 8 (b) に示すように同相化すると共に干渉波をヌルに落とし込むように制御できれば干渉波受信電力を小にでき都合である。以下ではかかる制御について説明する。(2)式の $Yn_i(t)$ を用いて各 n に対応させた値 $Y1_i(t), Y2_i(t), \dots, Yn_i(t)$ を求め、次式

$$C = [Y1_i(t), Y2_i(t), \dots, Yn_i(t)]^T \quad (6)$$

T : 転置

のように並べて方向拘束ベクトルCを設定する。又、

(1)式の各アンテナで受信される信号の相関信号から次 *

$$R(t) = \begin{bmatrix} \langle X^{*1}_i(t) \cdot X1_i(t) \rangle & \langle X^{*1}_i(t) \cdot X2_i(t) \rangle & \dots & \langle X^{*1}_i(t) \cdot Xn_i(t) \rangle \\ \langle X^{*2}_i(t) \cdot X1_i(t) \rangle & \langle X^{*2}_i(t) \cdot X2_i(t) \rangle & \dots & \langle X^{*2}_i(t) \cdot Xn_i(t) \rangle \\ \dots & \dots & \dots & \dots \\ \langle X^{*n}_i(t) \cdot X1_i(t) \rangle & \langle X^{*n}_i(t) \cdot X2_i(t) \rangle & \dots & \langle X^{*n}_i(t) \cdot Xn_i(t) \rangle \end{bmatrix} \quad (7)$$

<・>:アンサンブル平均

本発明に用いるアダプティブアルゴリズムは、フィードフォワード制御できることが要求され、そのようなアルゴリズムの例として周知の方向拘束型電力最小化法(DCMP)を用いる。かかるDCMPを用いるとアダプティブウェイトWは次式

$$W = R^{-1} C^* (C^T R^{-1} C)^{-1} H \dots (8)$$

H=拘束レスポンス(この場合=1)のように求めることができる。

【0030】従って、各ユーザ毎、各マルチパスのパス毎に任意時間間隔でアダプティブウェイトを(8)式により計算し、逆拡散前の信号にこのウェイトを掛けることにより、図3に示す構成でAAAシステムを構築できる。尚、アダプティブアルゴリズムはDCMP以外でもフィードフォワード制御ができるものであれば本発明に利用でき、DCMPに限定されるものではない。尚、共分散行列R(t)の任意の行もしくは列ベクトルは、任意アンテナを基準とした位相差の情報を含むため、これを用いれば別ブロックで方向拘束ベクトルCを設定する必要がなくなるメリットがある。すなわち、アダプティブウェイトの計算に用いる方向拘束ベクトルCは(2)式および(6)式に示されているが、これは(7)式より共分散行列Rの一つの行もしくは列を用いて表すことができる。例えば1行目はそのまま一番目アンテナを基準としたときのアレーアンテナの配置による位相回転を計算する式と同値であり、平均処理を施したあとに位相を確定することができる。更に2行目以下についても同様にn番目アンテナを基準とした場合の位相回転を求める式と等しい。また、列ベクトルは行ベクトルの複素共役の関係にあり、これを用いることもできる。このように方向拘束ベクトルCは特別に計算するブロックを設ける必要がなく、共分散行列Rを生成することにより、平均化した後の方向拘束ベクトルを設定できる。

【0031】図9はDCMPによる適応制御の処理フローである。マッチトフィルタ31_i~31_nは、第iユーザから受信した各アンテナ素子1_i~1_nの出力信号より相関信号1_{mi}, Q_{mi}(m=1~n)を算出し(ステップ201)、ついで、(1)式の相関信号を求める(ステップ202)。パス選択部32は電力最大の相関信号をサーチし

* 式のような共分散行列を生成する。

【0029】

【数1】

演算部33に通知する(ステップ203)。尚、第1番目のアンテナの相関信号が最大であるとする。又、パス選択部32はマルチパスの各パスの遅延時間に応じて演算開始タイミングを演算部33に指示する。演算部33は演算開始指示によりマルチパスの最初のパスのタイミングで(2)式及び(6)式により方向拘束ベクトルCを算出する(ステップ204)。更に演算部33は(7)式より各アンテナ素子の相関信号X1_i(t)、X2_i(t)、...、Xn_i(t)を用いて共分散行列Rを生成し、方向拘束ベクトルC及び共分散行列Rをアダプティブウェイト演算部4に入力する(ステップ205)。アダプティブウェイト演算部4は(8)式により各アンテナ素子対応のアダプティブウェイトを演算して出力する(ステップ206)。以後、サーチ部3、アダプティブウェイト演算部4は上記処理を繰り返す。以上により、受信電力最大のアンテナ素子の相関信号位相に各アンテナ素子の相関信号位相を同相化でき、しかも、干渉波受信電力を小にできる。

【0032】(f) 平均化

30 拡散コードの周期が1シンボル期間の場合、データの各シンボルごとに図10に示すように相関ピークが観測されるが、1シンボルだけの相関信号で上記演算を行なうと精度的に問題がある。そこで、サーチ部3の演算部33は、(c)の同相化するための適応制御において(4)式の演算を任意シンボル数行なってその平均値を求め、該平均値をアダプティブウェイト演算部4に入力する。あるいは、任意シンボル数の相関信号の平均値を求め、該平均値を用いて(4)式の演算を行ない、演算結果をアダプティブウェイト演算部4に入力する。又、

40 (e)の振幅制御を伴う同相化のための適応制御においては、(6)、(7)式の演算を任意シンボル数行なってその平均値を求め、該平均値をアダプティブウェイト演算部4に入力する。以上のように平均化することにより計算精度を向上できる。

【0033】(g) 位相差

同相化適応制御において、隣接する2つのアンテナ素子の受信信号の位相差Δθ_iが求めれば、アダプティブウェイトは
exp[j(-Δθ_i)], exp[j(-2Δθ_i)], ..., exp[j(-(n-1)Δθ_i)]

となる。従って、位相差 $\Delta\theta_i$ を高精度で求めることができ、アダプティブウェイトの精度を上げることができ、制御精度を向上できる。一般に、レベルが大きな相関信号の位相は信頼度が高く、レベルが小さな相関信号の位相は信頼度が低い。

【0034】以上より、各アンテナ素子 $1_1 \sim 1_n$ の出力信号より得られる相関信号 $X1i(t)$ 、 $X2i(t)$ 、 \dots 、 $Xni(t)$ のうち、受信レベルが高い順に2個ずつ組にし、各組についてそれぞれ2つの相関信号を用いて(2)式の演算を行いその位相差を求める。しかる後、求めた位相差を2つのアンテナの受信電力の平均値を考慮して重み付けして平均化することにより隣接アンテナ素子の相関信号の位相差 $\Delta\theta_i$ を演算し、該位相差を用いてアダプティブウェイトを算出する。

【0035】図11は演算部33の $\Delta\theta_i$ 算出処理フロー *

$$\Delta\theta = (2\Delta\theta_{11} \cdot \alpha + \Delta\theta_{12} \cdot \beta + 2\Delta\theta_{13} \cdot \gamma) / (2\alpha + \beta + 2\gamma) \quad (9)$$

により平均する。以上により、確度の高い $\Delta\theta_i$ を得ることができる。以後、ベクトル/行列演算部33fは平均値 $\Delta\theta_i$ を用いてアダプティブウェイト算出用のベクトル、行列を算出する。

【0036】(h) ビームフォーミング

アダプティブアレーアンテナシステムの各アンテナには一般に、セクター内を指向するセクターアンテナが用いられる。しかし、図12(a)に示すようにセクターアンテナは、ビーム幅が広く、このため、トラヒックが多くなってくると他チャネルの干渉を受け良好な通信ができなくなる。そこで、トラヒックが多くなってきた場合には、図12(b)に示すようにビームを絞ることにより、セクター内の干渉を減らした状態の信号を用いてマッチトフィルタ(MF)で同期点抽出を行なう。

【0037】図13はビームフォーマ及び逆ビームフォーマを備えたサーチャの構成図であり、図3のサーチャと同一部分には同一符号を付している。図13(a)において、34はビームを絞るためのビームフォーマで、マッチトフィルタ31₁~31_nの前段に設けられている。ビームフォーマ34はビームを電氣的に形成して各端子より出力することにより、4つのアンテナ素子#1~#4に等価的に図12(b)に示すビーム指向特性を持たせる。35はマッチトフィルタ31₁~31_nの後段に設けられた逆ビームフォーマであり、相関信号から元のアンテナで受けた信号に変換するための演算を行なうものである。このように、ビームフォーマと逆ビームフォーマを設けることにより、ビームフォーミングによりビームをシャープにして干渉を軽減し、得られた信号に対して相関演算を施して同期点抽出を行ない、しかる後、逆ビームフォーミングにより元の信号に戻すようにする。このようにすれば、トラヒックに対する許容度を向上することができる。ビームフォーマ34は、図13(b)に示すようにスイッチ36a~36fによりトラヒックの状況に応じて信号がバイパスするか(点線)、通

*一で、4本のアンテナa, b, c, dの場合を示す。

尚、アンテナは等間隔でa→b→c→dの順に配列されている。かかる場合、例えば、i番目ユーザから任意パスを介して受信した時の各アンテナ受信信号の相関信号レベルがa>c>b>dの順であるものとする。選択部33aはパス選択部32からの選択信号に基づいて受信レベルが高い順に2個ずつa, c:c, b:b, dに組分けする。ついで、演算部33b₁~33b₃は(2)式の演算を行って、a-cの信号間位相差 $2\Delta\theta_{11}$ 、c-b間の位相差 $\Delta\theta_{12}$ 、b-d間の位相差 $2\Delta\theta_{13}$ を求める。次に、乗算部33c₁~33c₃は各組の2つのアンテナで受信される電力の平均値に比例した重み α, β, γ ($\alpha>\beta>\gamma$)を求め、これら重みを前記各位相差 $2\Delta\theta_{11}, \Delta\theta_{12}, 2\Delta\theta_{13}$ に乗算する。加算器33dは各乗算器出力を合成し、演算部33eは次式の演算

過するか(実線矢印)が制御されるようになっている。

又、図示しないが、逆ビームフォーマ35の切替構成もビームフォーマと同様になっている。

【0038】図14はビームフォーマの例である。このビームフォーマは、各アンテナ素子の出力信号 $x_1 \sim x_n$ に重み $W_{k,i}$ 掛け合わせて位相回転を施し、これらを合成することによりそれぞれ所定の指向方向を有するn個のビーム1~Mを電氣的に形成する。第iビーム($i=1 \sim n$)の信号 y_i は、n本のアンテナ素子の受信信号を $x_1 \sim x_n$ 、ビームフォーマの変換係数を $W_{k,i}$ とすれば、

$$y_i = \sum W_{k,i} \cdot x_k \quad (k=1 \sim n)$$

となる。変換係数 $W_{k,i}$ を決定することにより、セクタービームをシャープにでき干渉を軽減できる。図15はビームフォーミングの演算をFFTを用いて行うビームフォーマの例である。以上、本発明を実施例により説明したが、本発明は請求の範囲に記載した本発明の主旨に従い種々の変形が可能であり、本発明はこれらを排除するものではない。

【0039】

【発明の効果】以上本発明によれば、サーチャの相関信号を用いてフィードフォワード型のアダプティブアルゴリズムを適用し、求めたウェイトを各ユーザ、各パスごとに逆拡散前の信号に掛ける構成とするため、標準のDS-CDMA受信機の構成の大部分を流用することができ、少ない変更でAAAシステムが構築され、コスト的にも優れた高性能な基地局の実現に寄与するところが大きい。本発明のアレーアンテナシステムによれば、受信データの判定結果を使用することなく、フィードフォワード的にアダプティブウェイトを決定してレーク受信機に入力できるため、レーク受信機に何らの変更を加えることなくAAAシステムを構築できる。このため、従来のレーク受信機をそのまま使用でき、基地局におけるAAAシステムへの移行をスムーズに行なえる。

【0040】本発明によれば、アダプティブウェイト演算手段は、全アンテナ素子の相関信号の位相を所定のアンテナ素子の相関信号の位相に同相化するようにアダプティブウェイトを決定するから、到来角の方向に適応的にビームを向けるようにでき、この結果、利得向上、エリア内の干渉低減を可能にし、1つのセルに収容できるユーザの数、通信品質を改善することができる。この場合、電力レベルが最大の相関信号の位相に同相化するようにしたから、最も強い信号、すなわち信頼度の高いアンテナに位相を揃えることになり、AAAシステムのビーム制御の精度を向上できる。又、本発明によれば、アダプティブウェイト演算手段は、方向拘束ベクトルC及び共分散行列Rを用いて各アンテナ素子対応のアダプティブウェイトを演算して出力するから、全相関信号の位相を同相化することができ、しかも、干渉波受信電力を小さにすることができる。本発明によれば、相関信号の所定時間当たりの平均値を用いてアダプティブウェイトを演算することによりAAAシステムによる制御精度を向上できる。

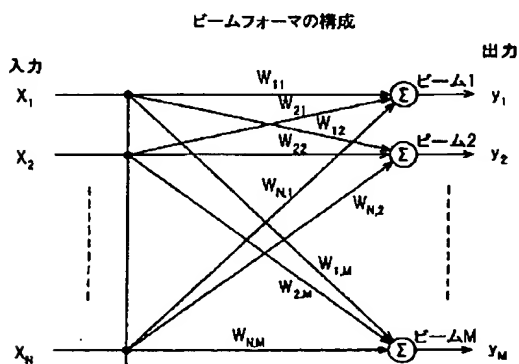
【0041】本発明によれば、各アンテナ素子の出力信号より得られる相関信号のうち、受信レベルが高い順に2個ずつ組にし、各組の相関信号の位相差に受信レベルに応じた重み付けを施して平均化することにより隣接アンテナ素子の相関信号の位相差を演算し、該位相差を用いてアダプティブウェイトを算出するようにしたから、AAAシステムの制御精度を向上できる。本発明によれば、各アンテナ素子の相関信号を演算する前にビームフォーミングを施してビームを狭めることにより干渉を軽減し、得られた相関信号にビームフォーミングと逆の処理を施して戻すことにより、トラヒックが増大してもAA

Aシステムの制御精度を向上できる。

【図面の簡単な説明】

【図1】本発明の概略説明図である。

【図14】



* 【図2】リニアアンテナの説明図である。

【図3】本発明のアレーアンテナシステムの構成図である。

【図4】本発明のアレーアンテナシステムの変形例である。

【図5】本発明のアレーアンテナシステムの別の変形例である。

【図6】本発明のアレーアンテナシステムの更に別の変形例である。

10 【図7】同相化処理フロー（位相制御）である。

【図8】干渉波抑圧説明図である。

【図9】同相化処理フロー（位相及び振幅制御）である。

【図10】相関信号の例である。

【図11】 $\Delta \theta_i$ 算出処理フローである。

【図12】アレーアンテナのセクター内におけるビーム指向性説明図である。

【図13】ビームフォーマ及び逆ビームフォーマを備えたサーチャの構成図である。

20 【図14】ビームフォーマの構成図である。

【図15】FFTによるビームフォーマである。

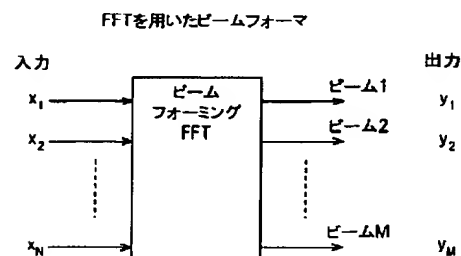
【図16】従来のレーク受信機の説明図である。

【図17】チャネル推定演算説明図である。

【符号の説明】

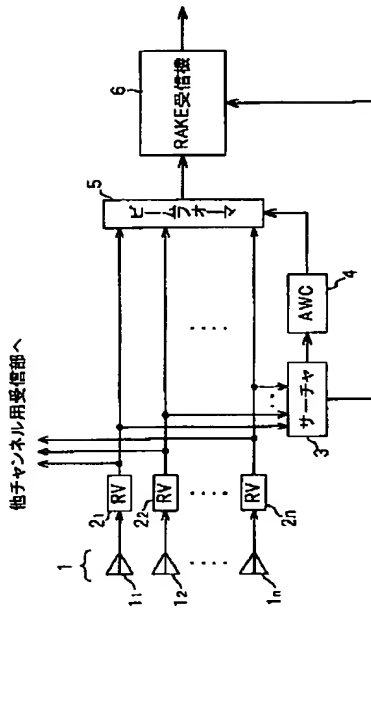
- 1・・・アレーアンテナ
- 2₁～2_n・・・受信回路
- 3・・・サーチャ部
- 31・・・マッチトフィルタ
- 32・・・パス選択部
- 33・・・演算部
- 4・・・アダプティブウェイト演算部
- 5・・・ビームフォーマ
- 6・・・レーク受信機(RAKE受信機)

【図15】



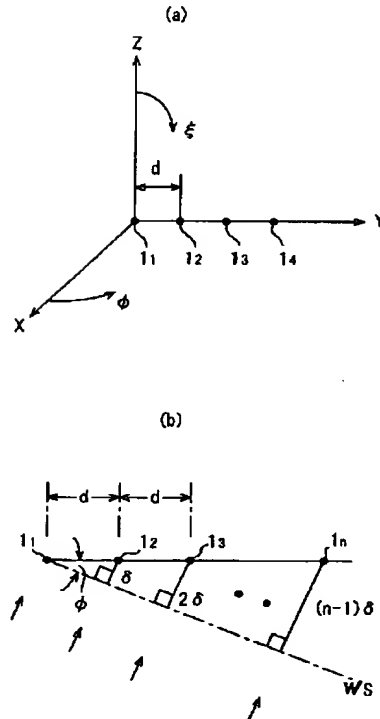
【図1】

本発明の概略説明図



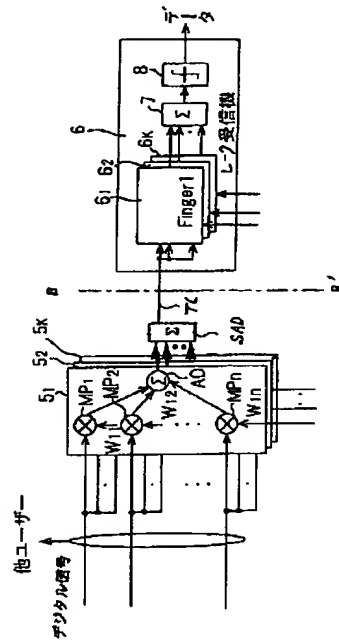
【図2】

リニアアンテナの説明図



【図4】

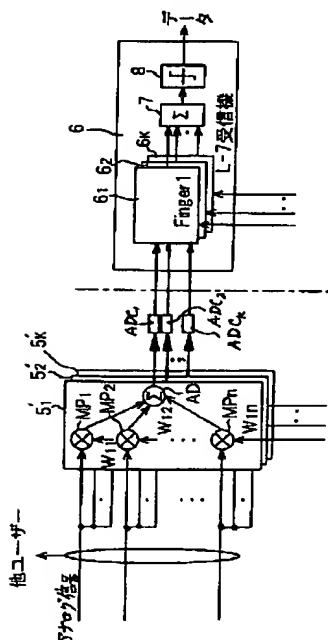
本発明のアレーアンテナシステムの第1例



【図8】

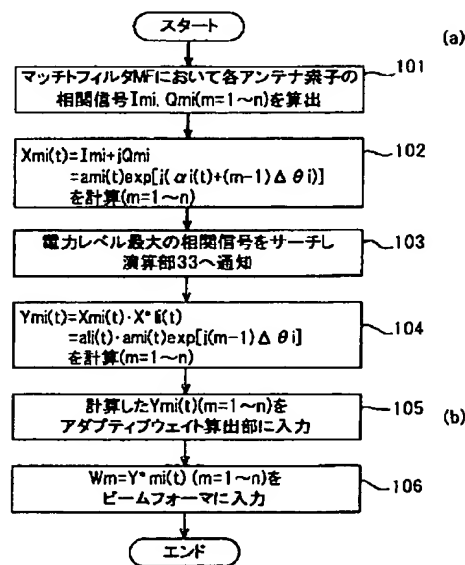
【図6】

本発明のアレーアンテナシステムの第2例の変形例

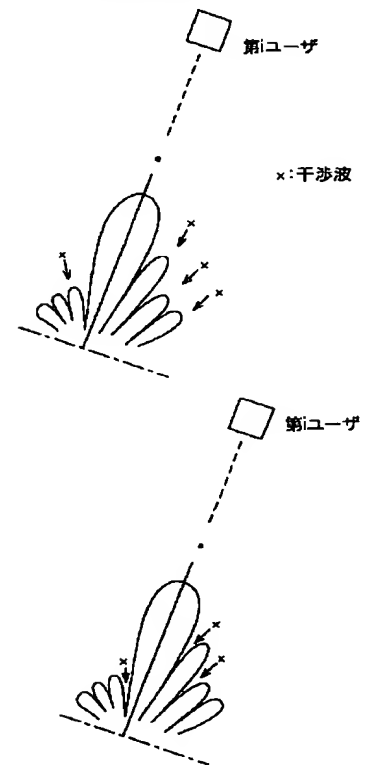


【図7】

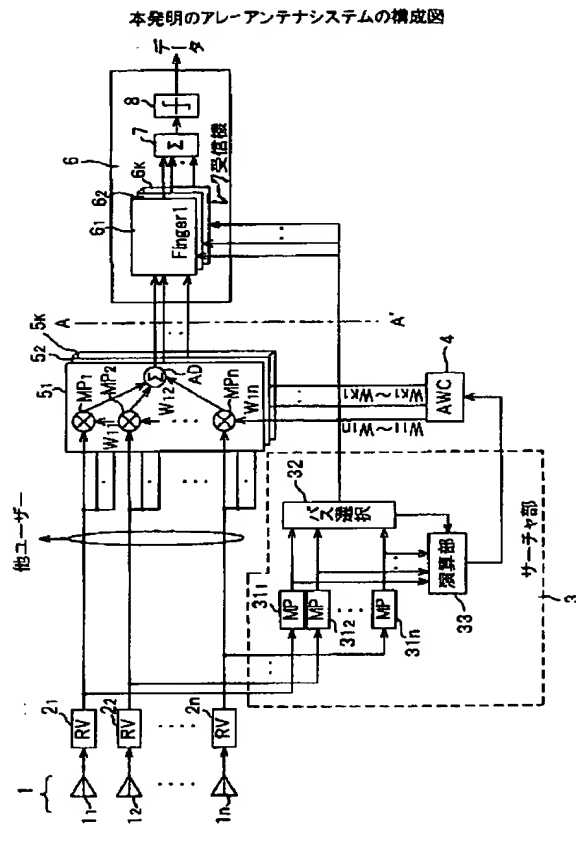
同相化処理フロー(位相制御)



干渉波抑圧説明図

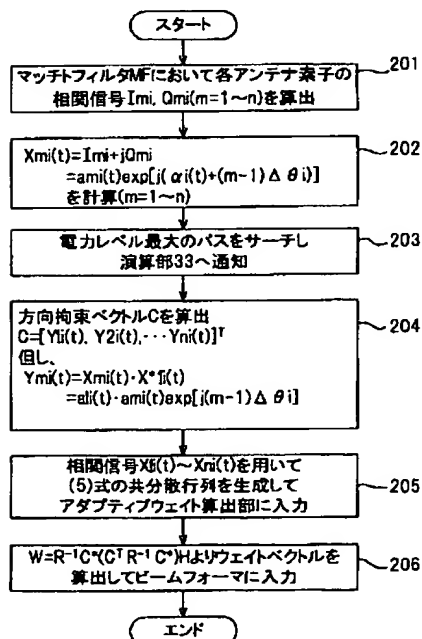


【図 3】

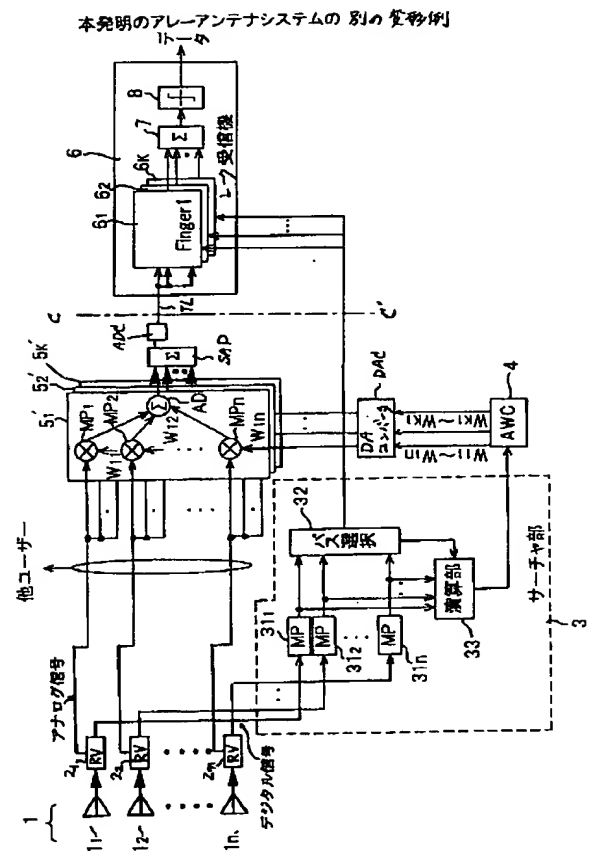


【図 9】

同相化処理フロー（位相及び振幅制御）

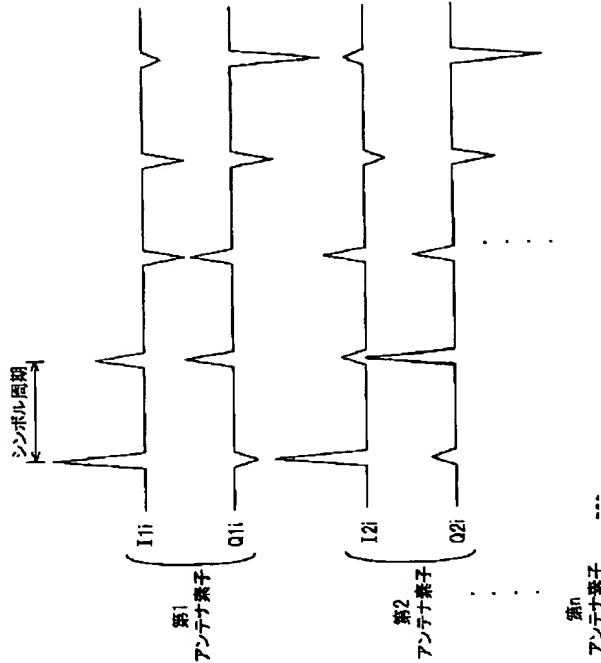


【図 5】



【図 10】

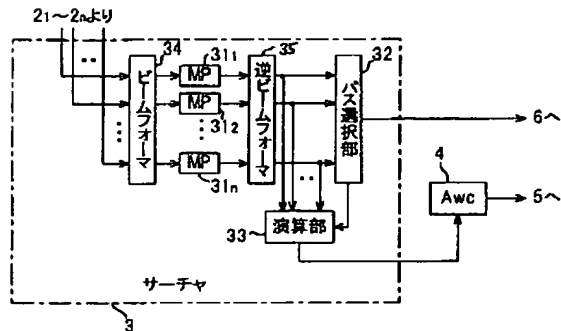
相関信号の例



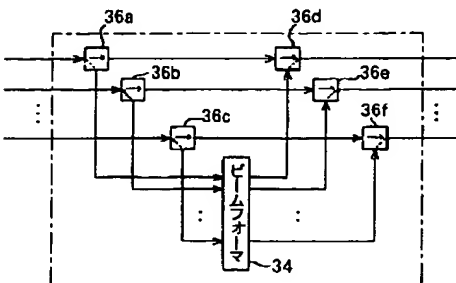
【図 13】

ビームフォーマ/逆ビームフォーマを備えたサーチャの構成

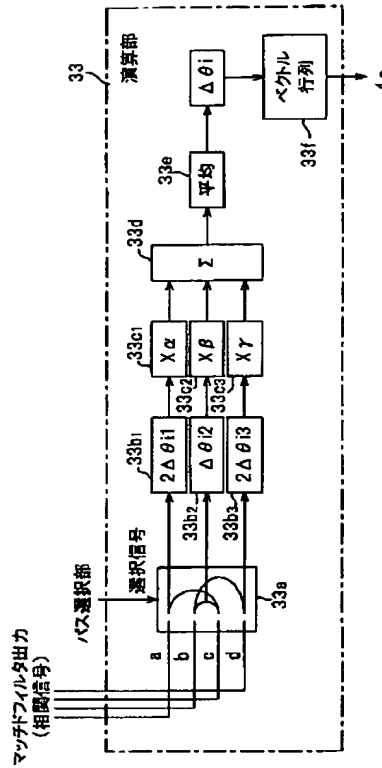
(a)



(b)

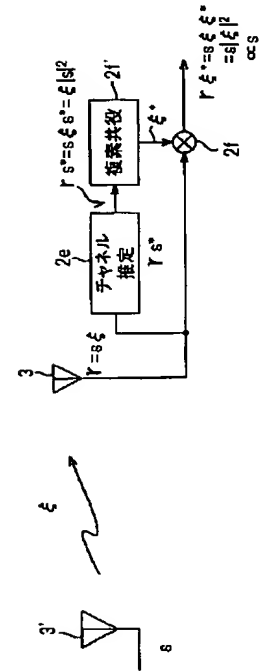


【図 11】

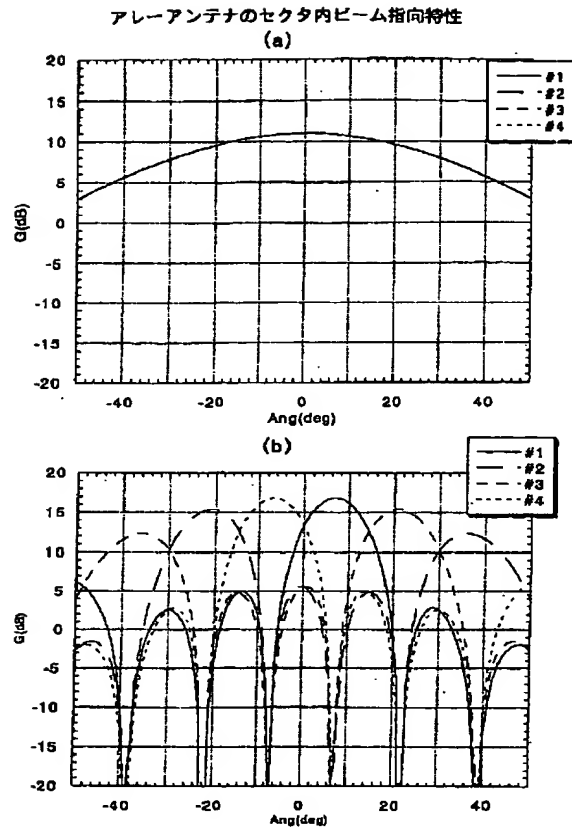
 $\Delta \theta_i$ 算出処理フロー

【図 17】

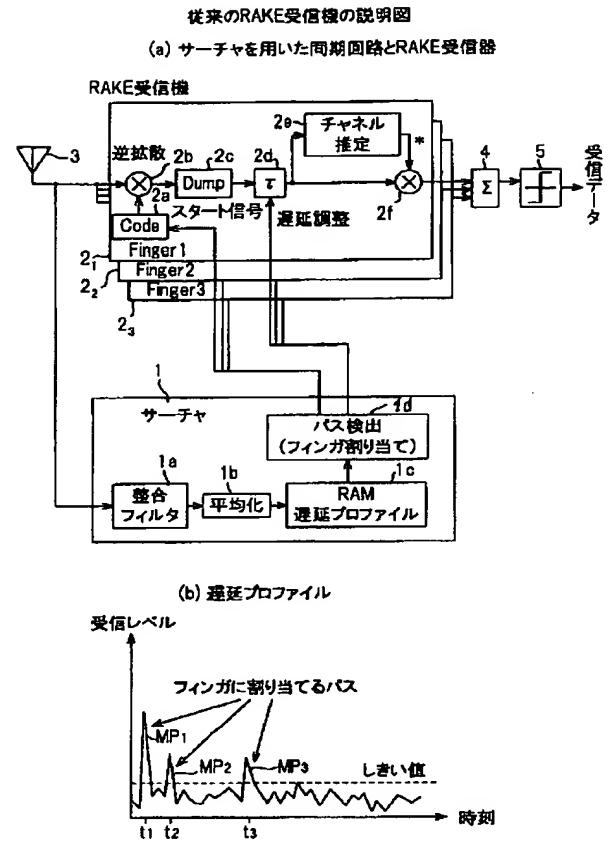
チャネル推定演算説明図



【図 1 2】



【図 1 6】



フロントページの続き

(72)発明者 筒井 正文
 神奈川県川崎市中原区上小田中4丁目1番
 1号 富士通株式会社内

(72)発明者 関 宏之
 神奈川県川崎市中原区上小田中4丁目1番
 1号 富士通株式会社内